

# M-APSK 鉴相算法与并行载波同步方法

邰浩, 任科学

(北京理工大学信息与电子学院, 北京 100081)

**摘要:**为实现 M 进制幅相调制(M-APSK)体制下高阶调制信号的相位精细校正,将 DVB-S2 标准推荐的 16APSK 和 32APSK 的  $Q$  次方无数据辅助鉴相算法进行了扩展,以应用于 64APSK、128APSK 和 256APSK 等高阶调制。针对高阶调制的有效鉴相星座点占比较低时环路工作不稳定的问题提出了改进算法,通过对功率归一化后接收符号的幅值进行阈值判决,仅在高于阈值时进行鉴相,低于阈值时则不改变滤波器状态和相位补偿值,以提高星座点的鉴相有效性和可靠性,从而降低入锁门限。针对高速数传的符号速率非常高,而处理器的工作时钟频率相对较低的问题,提出了一种适用于 M-APSK 的并行载波同步方法,可以满足接收机工作时钟处理需要。相对于传统固定编码调制(CCM)的载波同步环路,该并行方法还可应用于可变编码调制(VCM)体制的频率跟踪。

**关键词:** M 进制幅相调制; 鉴相; 并行; 载波同步

**中图分类号:** TN911.8

**文献标志码:** A

**DOI:** 10.11959/j.issn.1000-436x.2024068

## M-APSK phase detection algorithm and parallel carrier synchronization method

HUAN Hao, REN Kexue

School of Information and Electronics, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China

**Abstract:** In order to realize the precise phase correction of high order modulation in M-APSK modem, the  $Q$ -power non-data aided phase detection method recommended by DVB-S2 standard for 16APSK and 32APSK was extended to 64APSK, 128APSK and 256APSK. An improved algorithm was proposed to solve the problem of unstable loop operation when the proportion of constellation points used for phase detection in high-order modulation was low. By using threshold judgment on the amplitude of the received symbol after power normalization, phase detection was performed only when the amplitude was higher than the threshold, and the filter state and phase compensation value were not changed when the amplitude was lower than the threshold, so as to improve the phase detection effectiveness and reliability of constellation points and reduce the lock threshold. Aiming at the problem that the symbol rate of high-speed data transmission was very high but the working clock frequency of the processor was relatively low, a parallel carrier synchronization method for M-APSK was proposed, which could meet the needs of the receiver's working clock. Compared with the traditional constant coding and modulation (CCM) carrier synchronization loop, the parallel method could also be applied to the frequency tracking of variable coding and modulation (VCM) system.

**Keywords:** M-APSK, phase detection, parallel, carrier synchronization

### 0 引言

第二代卫星数字视频广播系统(DVB-S2,

second generation digital video broadcasting system for satellite broadcasting)<sup>[1-2]</sup>采用了4种调制方式,即四相移相键控(QPSK)、八相移相键控(8PSK)、

收稿日期: 2023-12-08; 修回日期: 2024-03-05

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(No.62027801)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (No.62027801)

16 进制幅相调制 (16APSK)、32 进制幅相调制 (32APSK)。M 进制幅相调制 (M-APSK) 信号为非恒定包络, 其对卫星行波管功放的非线性非常敏感, 行波管必须在低于最大功率的情况下工作, 除非采用某种形式的预失真<sup>[3]</sup>。但与经典的 M 进制正交调幅 (M-QAM) 星座相比, M-APSK 的圆对称星座具有较少的幅度变化, 在非线性高功放上峰均比较低, 更容易保持圆形星座形状<sup>[4-6]</sup>。对于某些特定应用 (例如广播), QPSK 和 8PSK 等具有准恒定包络的模式适用于饱和卫星功率放大器的操作 (每个收发器配置一个载波)。当有更高的功率裕度时, 可以进一步提高频谱效率以降低比特传输成本。在这些情况下, 16APSK 和 32APSK 也可以通过预失真技术在接近卫星高功率放大器 (HPA, high power amplifier) 饱和的单载波模式下工作<sup>[2]</sup>。DVB-S2X 对 DVB-S2 进行了扩展, 增加了 64APSK、128APSK、256APSK 等多种高阶调制方式, 每种调制方式还存在一种或多种不同的星座排布<sup>[7-8]</sup>。此外, DVB-S2/S2X 传输的物理帧不仅可以使传统固定编码调制 (CCM, constant coding and modulation) 模式, 还可以使用可变编码调制 (VCM, variable coding and modulation)、自适应编码调制 (ACM, adaptive coding and modulation), 即物理帧的调制体制 (包括调制方式、前向纠错码率、帧模式、有无导频等) 是逐帧可变的。

载波同步是卫星通信数字接收机的关键模块。文献[9]提出了用于 2 种调制方式 (16APSK、32APSK) 载波同步的  $Q$  次方非数据辅助 (NDA, non-data aided) 鉴相算法, 该方法具有实现简单、运算速度快以及与符号判决单元无耦合的优点, 被认为是用于 16APSK 和 32APSK 调制最好的 NDA 鉴相算法<sup>[10]</sup>, 并被 DVB-S2 标准所采用。目前很多文献都对该方法进行了讨论与改进研究<sup>[11-15]</sup>, 但都仅限于 DVB-S2 标准下的 16APSK 和 32APSK 的 2 种星座排布, 而其他类型的星座排布以及更高阶次调制的相位校正, 则仅利用导频块或物理帧头的相位估计值对数据符号进行插值补偿。这种相位插值的方法在 DVB-S2/S2X 导频模式的广播通信等场景中可以满足相位校正的需求, 但在具有更高传输效率的无导频模式中, 残余频偏可能超出某些编码帧的帧头相位解缠绕的上限而导致相位补偿失败。在低轨高速数据传输等大多普勒变化率场景以及强相位噪声的影响下, 还需要利用锁相环进行更精细的相位

校正。这就要求对 M-APSK 的通用鉴相算法进行设计。若将  $Q$  次方 NDA 鉴相算法用于 DVB-S2X 的各种调制体制, 原则上可以直接推广应用, 但有些星座排布方式有效鉴相星座点占比过低, 会出现锁相环入锁不稳定、频率跟踪波动大等问题, 需进行必要的改进。

此外, 随着通信需求的增加, 未来高速数据传输符号速率将达到 1 Gbaud 以上, 且需要至少 2 倍过采样, 目前的时钟工作频率远远达不到处理速度要求。为了在相对较低的工作时钟频率下实现高速解调, 必须采用并行处理结构<sup>[16-17]</sup>。

本文主要的研究工作如下。

1) 将 16APSK 和 32APSK 的  $Q$  次方 NDA 鉴相算法进行扩展, 应用于 DVB-S2/S2X 使用的所有 APSK 调制。针对某些高阶调制星座排布方式下的鉴相星座点占比较低而导致环路工作不稳定的问题, 本文提出了改进算法, 通过对功率归一化后的接收符号的幅值进行判决, 仅在高于阈值时进行鉴相, 低于阈值时则不改变滤波器状态和相位补偿值, 以提高星座点的鉴相有效性和可靠性, 从而降低入锁门限。

2) 针对高速数传的符号速率非常高, 而处理器的工作时钟频率相对较低的问题, 在改进的鉴相算法基础上, 结合文献[17]关于并行载波同步的设计方法, 提出了一种适用于 M-APSK 的并行载波同步方法, 可以满足接收机工作时钟处理需要。相对于传统 CCM 的载波同步环路, 该并行方法还可应用于 VCM 体制。

3) 仿真结果表明, 改进的鉴相算法具有入锁速度快、门限低的优点; 所提出的并行载波同步方法在调制体制逐帧改变时能够保持环路稳定工作, 频率跟踪不产生明显波动。

## 1 M-APSK 通用鉴相算法设计

### 1.1 $Q$ 次方 NDA 鉴相算法直接扩展

规则型 M-APSK 标准星座图中各环星座点呈 PSK 排布, 即在各自环上均匀分布。设最外环星座点数目为  $4Q$ , 其初相为 0 或  $\frac{\pi}{4Q}$ , 幅值为 1, 则最外环标准星座点排布可表示为

$$z_k = \begin{cases} e^{j\frac{2k}{4Q}\pi}, & \text{初相为 } 0 \\ e^{j\frac{2k+1}{4Q}\pi}, & \text{初相为 } \frac{\pi}{4Q} \end{cases} \quad (1)$$

其中,  $k = 0, 1, 2, \dots, 4Q - 1$ 。

设接收符号为  $r(k)$ ，DVB-S2 标准给出的鉴相器输出为<sup>[2]</sup>

$$\varepsilon_\phi(k) = \text{Im}\{q(k)[\text{sign}(\text{Re}(q(k))) - j \cdot \text{sign}(\text{Im}(q(k)))]\} \quad (2)$$

其中， $\text{Re}(\cdot)$ 和  $\text{Im}(\cdot)$ 分别表示对复数取实部和虚部。 $q(k)$ 的表达式为

$$q(k) = \begin{cases} r^3(k), & 16\text{APSK} \\ r^4(k)e^{j\frac{\pi}{4}}, & 32\text{APSK} \end{cases} \quad (3)$$

这里，16APSK 的星座排布方式为 4+12，即  $Q=3$ ，外环初相为 0；32APSK 的星座排布方式为 4+12+16，即  $Q=4$ ，最外环初相为  $\frac{\pi}{16}$ 。该鉴相算法利用  $Q$  次方变换，把最外环星座点转换为 QPSK 进行鉴相；同时内环星座点塌缩为 0，对鉴相结果影响较小。

将这种思路直接用于 M-APSK 各种调制方式和星座排布的鉴相，则对接收符号  $r(k)$  进行预处理变换如下

$$q(k) = \begin{cases} r^Q(k)e^{j\frac{\pi}{4}}, & \text{最外环初相为0} \\ r^Q(k), & \text{最外环初相为}\frac{\pi}{4Q} \end{cases} \quad (4)$$

若  $r(k)$  幅值为  $A$ ，相偏为  $\varepsilon$ ，则  $r(k)$  在最外环时可表示为

$$r(k) = \begin{cases} Ae^{j\frac{2k\pi}{4Q} + \varepsilon}, & \text{初相为0} \\ Ae^{j\frac{2k+1}{4Q}\pi + \varepsilon}, & \text{初相为}\frac{\pi}{4Q} \end{cases} \quad (5)$$

其中， $k = 0, 1, 2, \dots, 4Q - 1$ 。

把式(5)代入式(4)，将  $q(k)$  化简可得

$$q(k) = A^Q(k)e^{j\frac{2k+1}{4}\pi + \varepsilon Q} \quad (6)$$

可见，经预处理后， $r(k)$  所属环的星座图已转换为 QPSK，相偏变为  $\varepsilon Q$ ，可用 QPSK 鉴相器进行鉴相。鉴相器输出为

$$e_\phi(k) = \frac{1}{\sqrt{2Q}} \text{Im}\{q(k)[\text{sign}(\text{Re}(q(k))) - j \cdot \text{sign}(\text{Im}(q(k)))]\} \quad (7)$$

该鉴相输出与  $q(k)$  的幅值有关。最外环星座点经  $Q$  次方变换后幅值变化很小，输出正确的鉴相结

果；内环半径远小于 1，内环星座点经  $Q$  次方变换后幅值接近 0，即星座点向原点塌缩，鉴相输出值接近 0，环路滤波器状态和相位补偿值几乎不变。因此起主要作用的是最外环星座点。

该方法的不足之处如下：1) 在噪声、功放等因素影响下，星座点幅值存在波动，经  $Q$  次方变换后波动更大，导致鉴相器输出波动较大，即使经过环路平滑滤波也难以实现稳定输出；2) 该方法有效鉴相的星座点仅是星座图的最外环，即使内环中存在与最外环排布相同的环，也因其幅值低于最外环而导致相位差输出波动，同时低信噪比情况下相当比例的内环星座点的幅值比较大，导致其鉴相输出值不再接近 0。大量无效的内环星座点势必会对相位误差输出产生不可忽视的影响，导致环路工作性能变差，当最外环星座点占比低于某一门限时，锁相环可能无法稳定入锁。

DVB-S2/S2X 标准中 M-APSK 典型星座排布的鉴相星座点占比如表 1 所示（与最外环排布相同的内环星座点也包括在内，尽管其幅值较小，也有利于提升鉴相性能）。

从表 1 可知，不同调制方式用于鉴相的星座点占比存在较大差异。即使是同一调制方式，也存在不同星座排布方式，其鉴相星座点占比也不同。根据本文 1.3 节仿真结果，采用前述直接扩展的方法进行鉴相时，除调制阶次影响因素外，鉴相星座点占比越低，环路跟踪稳定性越差，需要更高的入锁门限；鉴相星座点占比低于 50% 的 4+12+20+28APSK 和 16×5+48APSK 已经难以实现稳定入锁。

### 1.2 M-APSK 鉴相算法改进

前述鉴相算法仅仅利用了最外环星座点进行鉴相，当最外环星座点占比低于 50% 且内环与外环排布不一致时鉴相效果较差，这主要是由内环星座点的错误鉴相引起的。

为解决上述问题，有以下 2 种改进策略。第一种是接收符号位于最外环（与最外环星座点排布相同的相邻内环也视为最外环，把幅值进行归一化处理）时进行鉴相，而当接收符号位于其他环时把鉴相器输出的相位误差置 0，即不改变滤波器状态和相位补偿值，以提高鉴相可靠性；第二种是对所有环都鉴相，只是各环根据各自星座点数目确定鉴相算法，这样可以增加鉴相星座点占比。

以上 2 种改进策略的共同点是都需要判断接收符号属于标准星座图的哪个环。为此，可在相邻两

表1 M-APSK 典型星座排布的鉴相星座点占比

序号	调制方式	星座排布 (最外环初相)	鉴相星座点占比
1	16APSK 2/3	4+12APSK $\left(\frac{\pi}{12}\right)$	75%
2	16APSK 90/180	8+8APSK $\left(\frac{\pi}{8}\right)$	100%
3	32APSK 3/4	4+12+16APSK (0)	50%
4	32APSK 2/3	4+12+16rbAPSK $\left(\frac{\pi}{16}\right)$	50%
5	64APSK 128/180	16×4APSK $\left(\frac{\pi}{16}\right)$	100%
6	64APSK 132/180	4+12+20+28APSK $\left(\frac{\pi}{28}\right)$	43.75%
7	64APSK 7/9	8+16+20+20APSK $\left(\frac{\pi}{20}\right)$	62.5%
8	128APSK 135/180	16×5+48APSK $\left(\frac{\pi}{48}\right)$	37.5%
9	256APSK 116/180	32×8APSK $\left(\frac{\pi}{32}\right)$	100%

环之间设定一个半径阈值,如相邻两环半径的平均值。对功率归一化后的接收符号的幅值进行判断,低于阈值则认为接收符号处于非鉴相环及其以内的环,高于阈值则认为接收符号处于鉴相环及其以外的环。由于低信噪比时,幅值判决错误概率较大,且同一帧内 $Q$ 次方变换时在不同的 $Q$ 值之间频繁切换会导致鉴相输出波动大,从而影响第二种改进策略的可靠性。因此优先考虑第一种改进策略。

对接收符号进行幅值判断的前提是知道当前符号对应的标准星座图样。根据 DVB-S2/S2X 标准<sup>[1,7]</sup>,每个物理帧的调制体制信息(调制方式、编码码率、帧结构等)以一个代码的方式存在于其帧头中,接收端在实现帧同步后就可从帧头中解出该代码<sup>[2,8,10]</sup>,从而获取载波同步、解调、译码所需的必要信息,如对应的标准星座图、编码码率等,否则后续根据标准星座图样来解映射等操作就无法进行。

改进的鉴相算法如下。

**阈值选择。**从接收符号对应的标准星座最外环开始,依次向内,若环上星座点数与最外环相同且星座点排布与最外环完全一致,则取此环半径为 $R_1$ ,否则取此环半径为 $R_2$ 并停止。计算 $R_1$ 、 $R_2$ 的平均值 $R$ ,则用于判决的阈值为 $R^2$ 。若所有环星座点排布完全相同或有且仅有一个环,则阈值为0。

**阈值判决。**设功率调整(通过整体幅度调整使当

前物理帧的信号平均功率与标准星座图平均功率相等)后的接收符号为 $r(k)$ ,将其模平方与阈值 $R^2$ 进行比较(为便于硬件实现,这里取模平方而不直接取模),若低于阈值,则认为其为无效鉴相星座点,鉴相器输出置为0;若高于阈值,则认为其为有效鉴相星座点。对有效的 $r(k)$ 进行预处理变换,得到

$$\tilde{q}(k) = \begin{cases} r^Q(k) e^{j\frac{\pi}{4}}, & r(k) \text{ 所属环初相为 } 0 \\ r^Q(k), & r(k) \text{ 所属环初相为 } \frac{\pi}{4Q} \end{cases} \quad (8)$$

变换后, $r(k)$ 的星座图已转换为 QPSK,相偏变为 $\varepsilon Q$ 。再对 $\tilde{q}(k)$ 的幅值进行单位化处理,以减弱其幅值对式(7)输出的影响,即

$$\bar{q}(k) = \frac{\tilde{q}(k)}{|\tilde{q}(k)|} = e^{j\frac{2k+1}{4}\pi + \varepsilon Q} \quad (9)$$

然后,用 QPSK 鉴相器对 $\bar{q}(k)$ 进行鉴相,鉴相器按式(7)输出。

下面以 DVB-S2X 标准使用的几种典型星座排布为例,具体说明接收符号预处理变换表达式和判决阈值的确定方法。

#### 1) QPSK 和 8PSK

DVB-S2X 的 QPSK 和 8PSK 星座图分别如图 1(a)和图 1(b)所示。

如图 1(a)所示, QPSK 仅有一种星座图,  $Q=1$ ,

初相为  $\frac{\pi}{4}$ 。其发送符号的标准星座排布可表示为

$$z(k) = e^{j\frac{2k+1}{4}\pi}, k = 0, 1, 2, 3 \quad (10)$$

属于 QPSK 调制的接收符号  $r(k)$  的变换式为

$$\tilde{q}(k) = r(k) \quad (11)$$

如图 1(b)所示, 8PSK 也仅有一种星座图,  $Q=2$ , 初相为 0。其标准星座排布可表示为

$$z(k) = e^{j\frac{2k}{8}\pi}, k = 0, 1, 2, \dots, 7 \quad (12)$$

属于 8PSK 调制的接收符号  $r(k)$  的变换式为

$$\tilde{q}(k) = r^2(k) e^{j\frac{\pi}{4}} \quad (13)$$

QPSK 和 8PSK 都只有一个环, 因此阈值均为 0。

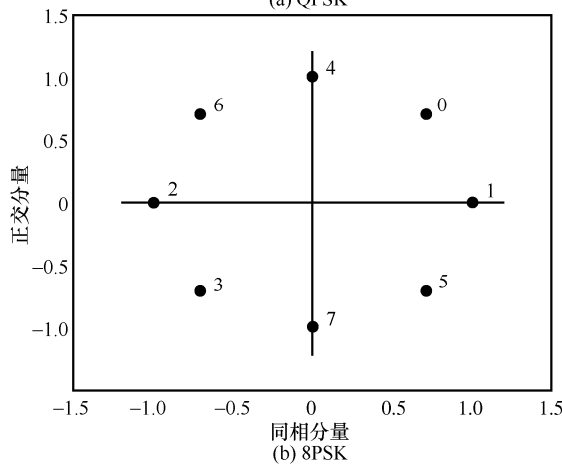
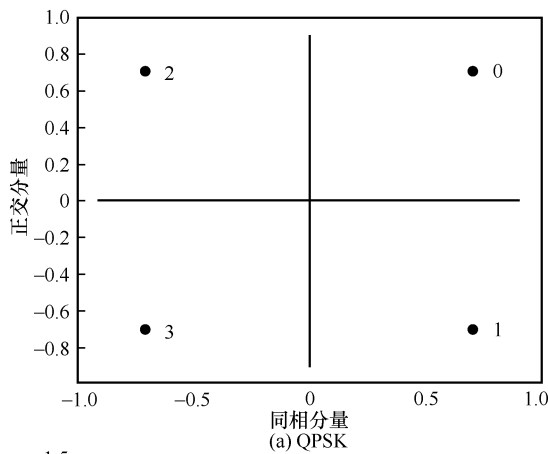


图 1 QPSK 和 8PSK 星座图

### 2) 16APSK

如图 2 所示, DVB-S2X 的 16APSK 有 2 种星座图, 分别为 4+12APSK 和 8+8APSK, 且不同码率对应不同的内环半径。例如, 4+12APSK 各码率对应的外环与内环最优比值  $\gamma$  如表 2 所示。

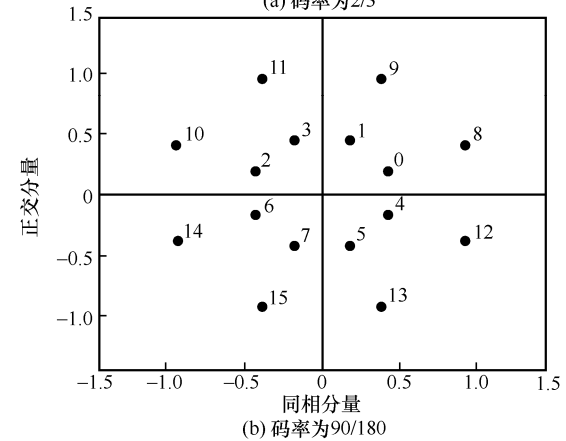
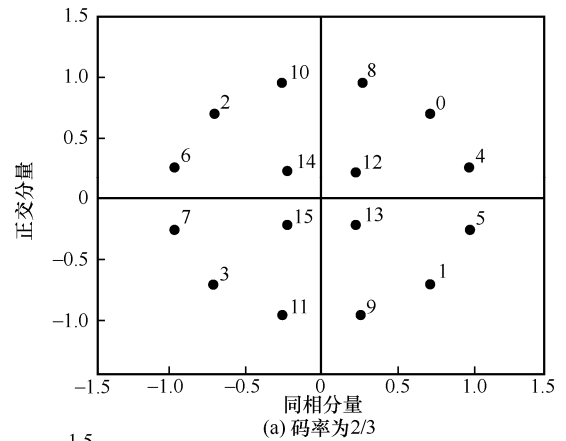


图 2 16APSK 星座图

表 2 (4+12)APSK 各码率对应的  $\gamma$

码率	$\gamma$
2/3	3.15
3/4	2.85
4/5	2.75
5/6	2.70
8/9	2.60
9/10	2.57

对于图 2(a)所示的 4+12APSK,  $Q=3$ , 初相为  $\frac{\pi}{12}$ 。其标准星座最外环排布可表示为

$$z(k) = e^{j\frac{2k+1}{12}\pi}, k = 0, 1, 2, \dots, 11 \quad (14)$$

由于 2 个环星座排布方式不同, 阈值为 2 个环半径平均值的平方。属于 4+12APSK 调制的接收符号  $r(k)$  的变换式为

$$\tilde{q}(k) = r^3(k) \quad (15)$$

对于图 2(b)所示的 8+8APSK,  $Q=2$ , 初相为  $\frac{\pi}{8}$ 。其标准星座最外环排布可表示为

$$z(k) = e^{j\frac{2k+1}{8}\pi}, k = 0, 1, 2, \dots, 7 \quad (16)$$

由于2个环星座点数相同且排布方式一致,阈值为0。属于8+8APSK调制的接收符号 $r(k)$ 的变换式为

$$\tilde{q}(k) = r^2(k) \quad (17)$$

3) 32APSK

如图3所示, DVB-S2X的32APSK有3种星座图,分别为4+12+16APSK(最外环初相为0)、4+12+16APSK(最外环初相为 $\frac{\pi}{16}$ )和4+8+4+16APSK(最外环初相为 $\frac{\pi}{16}$ )。

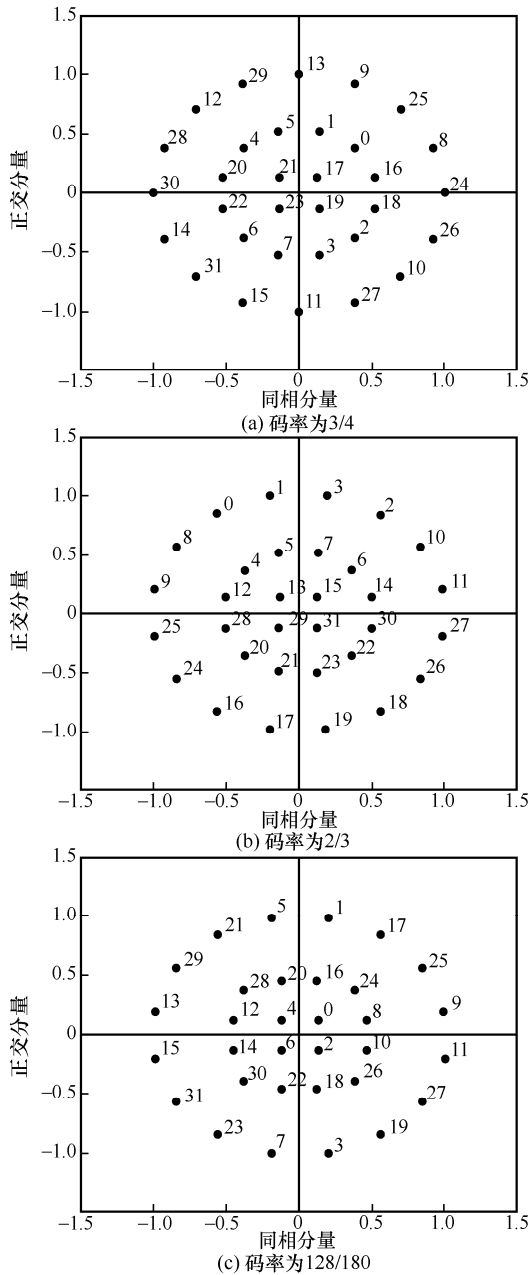


图3 32APSK星座图

图3所示的3种星座图最外环星座点数相同, $Q=4$ 。其标准星座最外环排布可表示为

$$z_k = \begin{cases} e^{j\frac{2k}{16}\pi}, & \text{初相为0} \\ e^{j\frac{2k+1}{16}\pi}, & \text{初相为}\frac{\pi}{16} \end{cases} \quad (18)$$

其中, $k=0,1,2,\dots,15$ 。其阈值均为最外环与次外环半径平均值的平方。属于这3种星座图的接收符号 $r(k)$ 的变换式为

$$\tilde{q}(k) = \begin{cases} r^4(k) e^{j\frac{\pi}{4}}, & r(k)\text{所属环初相为0} \\ r^4(k), & r(k)\text{所属环初相为}\frac{\pi}{16} \end{cases} \quad (19)$$

4) 64APSK

如图4所示, DVB-S2X的64APSK也有3种星座图,分别为16+16+16+16APSK、8+16+20+20APSK和4+12+20+28APSK。

对于图4(a)所示的16+16+16+16APSK, $Q=4$ ,初相为 $\frac{\pi}{16}$ 。其标准星座最外环排布可表示为

$$z(k) = e^{j\frac{2k+1}{16}\pi}, k=0,1,2,\dots,15 \quad (20)$$

由于各环星座排布方式相同,其阈值为0。

对于图4(b)所示的8+16+20+20APSK, $Q=5$ ,初相为 $\frac{\pi}{20}$ 。其标准星座最外环排布可表示为

$$z(k) = e^{j\frac{2k+1}{20}\pi}, k=0,1,2,\dots,19 \quad (21)$$

由于最外环和次外环星座排布方式相同,其阈值为其标准星座图中间两环半径平均值的平方。

对于图4(c)所示的4+12+20+28APSK, $Q=7$ ,初相为 $\frac{\pi}{28}$ 。其标准星座最外环排布可表示为

$$z(k) = e^{j\frac{2k+1}{28}\pi}, k=0,1,2,\dots,27 \quad (22)$$

由于最外环和次外环星座排布方式不同,其阈值为最外环和次外环半径平均值的平方。

属于这3种星座图的接收符号 $r(k)$ 的变换式为

$$\tilde{q}(k) = \begin{cases} r^4(k), & 16+16+16+16\text{APSK} \\ r^5(k), & 8+16+20+20\text{APSK} \\ r^7(k), & 4+12+20+28\text{APSK} \end{cases} \quad (23)$$

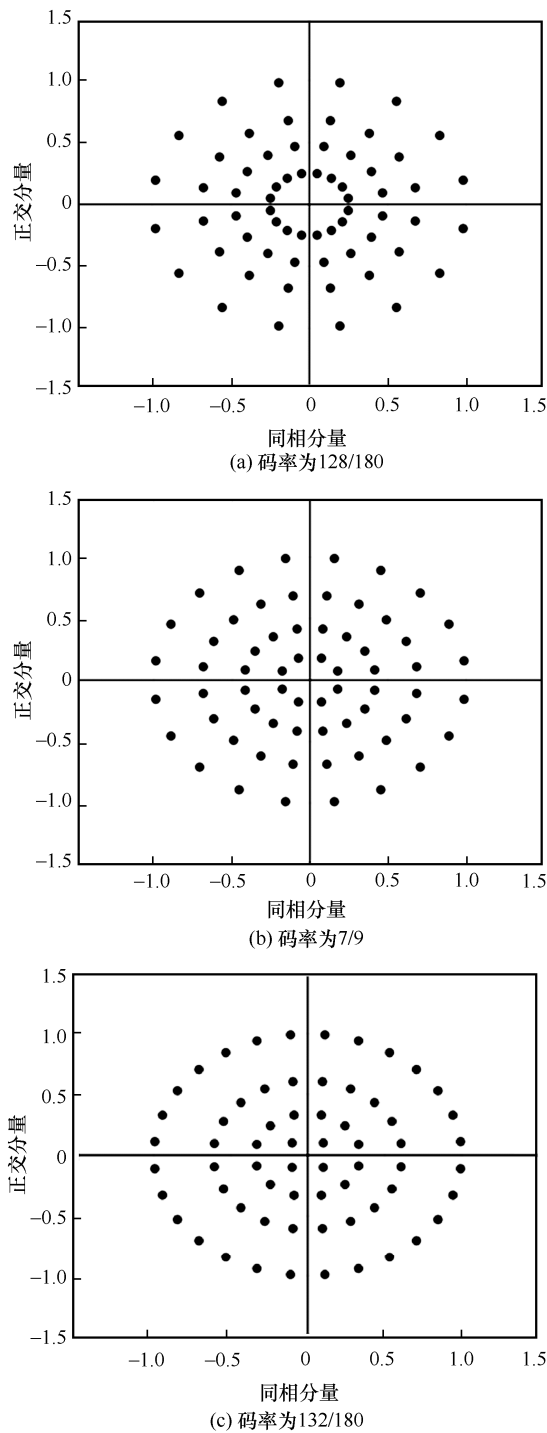


图 4 64APSK 星座图

### 5) 128APSK

如图 5 所示, DVB-S2X 的 128APSK 为非规则 APSK, 包含 6 个环, 最外环有 48 个星座点, 其他环均为 16 个, 且各环星座点在环上非均匀排布。

一种方法是仍然按规则 APSK 处理, 因为最外环星座点与规则 APSK 相位差很小。128APSK 最外环星座点分布如表 3 所示, 相位差的绝对值范围是

$\frac{\pi}{2520} \sim \frac{\pi}{315}$  rad。根据对称性, 表 3 只显示了第一、二象限的 24 个星座点。

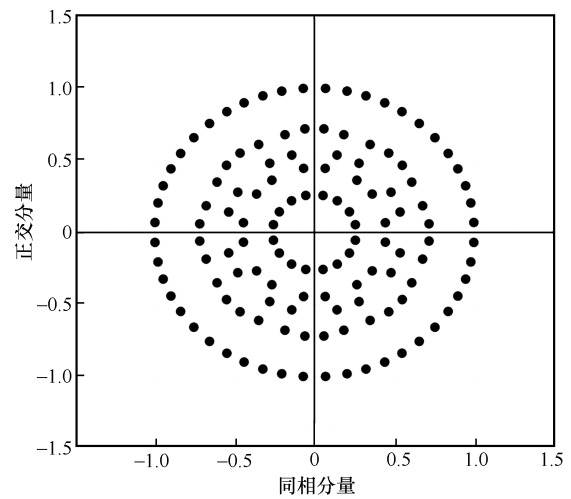


图 5 128APSK 星座图

表 3 128APSK 最外环星座点分布 (单位为  $\frac{\pi}{5040}$  rad)

编码	实际相位 $\varphi$	实际相位 差分 $\Delta\varphi$	鉴相 相位 $\phi$	相位误差 $\phi - \varphi$
0000010	111	—	105	-6
0000011	330	219	315	-15
0000001	528	198	525	-3
0001001	732	204	735	3
0001011	929	197	945	16
0001010	1 149	220	1 155	6
0011010	1 372	223	1 365	-7
0011011	1 590	218	1 575	-15
0011001	1 789	199	1 785	-4
0010001	1 993	204	1 995	2
0010011	2 190	197	2 205	15
0010010	2 408	218	2 415	7
0110010	2 632	224	2 625	-7
0110011	2 850	218	2 835	-15
0110001	3 047	197	3 045	-2
0111001	3 251	204	3 255	4
0111011	3 450	199	3 465	15
0111010	3 668	218	3 675	7
0101010	3 891	223	3 885	-6
0101011	4 111	220	4 095	-16
0101001	4 308	197	4 305	-3
0100001	4 512	204	4 515	3
0100011	4 710	198	4 725	15
0100010	4 929	219	4 935	6

对于图 5 的  $16 \times 5 + 48$ APSK, 按照规则型排布,  $Q=12$ , 初相为  $\frac{\pi}{48}$ 。其标准星座最外环排布可近似表示为

$$z(k) = e^{j\frac{2k+1}{48}\pi}, k=0,1,2,\dots,47 \quad (24)$$

由于各环星座排布方式不同, 阈值为最外环与次外环半径平均值的平方。属于这种星座图的接收符号  $r(k)$  的变换式为

$$\tilde{q}(k) = r^{12}(k) \quad (25)$$

#### 6) 256APSK

DVB-S2X 的 256APSK 星座图如图 6 所示, 包含 8 个环, 每个环有 32 个星座点。

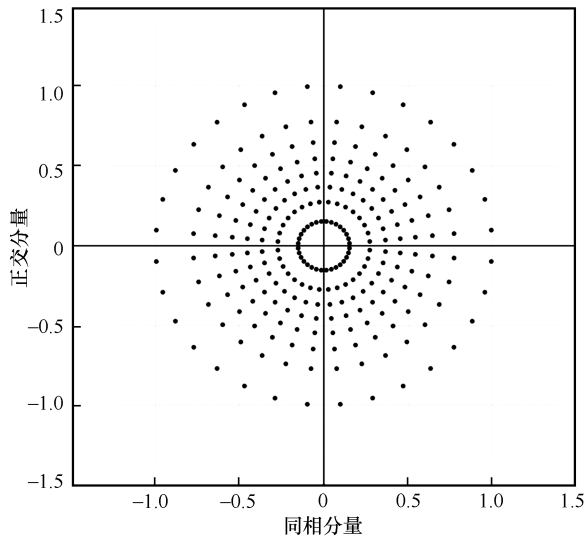


图6 256APSK 星座图

对于图 6 的  $32 \times 8$ APSK,  $Q=8$ , 初相为  $\frac{\pi}{32}$ 。

其标准星座最外环排布可表示为

$$z(k) = e^{j\frac{2k+1}{32}\pi}, k=0,1,2,\dots,31 \quad (26)$$

由于各环星座排布方式相同, 阈值为 0。属于这种星座图的接收符号  $r(k)$  的变换式为

$$\tilde{q}(k) = r^8(k) \quad (27)$$

根据当前帧的调制编码信息确定接收符号所属星座排布之后, 即可按上述方法确定判决阈值并对接收符号进行相应的预处理。将接收符号  $r(k)$  幅值平方与阈值进行比较, 若低于阈值, 则鉴相器输出为 0; 若高于阈值, 则对预处理后的  $\tilde{q}(k)$  幅值进行归一化处理, 并由式(7)进行鉴相。

要保证可靠鉴相效果, 除增加鉴相星座点占比外, 还应确保接收符号阈值判断具有较高的正确率, 即能够正确判断接收符号是否需要鉴相。为此, 利用 MATLAB 进行 Monte Carlo 仿真。针对几种典型星座排布, 在加性白高斯噪声 (AWGN) 信道中,

统计接收符号阈值判断的正确率 (正确判断是指发送符号低于阈值且接收符号低于阈值、发送符号高于阈值且接收符号高于阈值 2 种情况, 正确率是正确判断的符号数与发送总符号数之比), 仿真结果如表 4 所示, 其中发送总符号数为  $1 \times 10^8$ 。表 4 中某些调制方式正确率达 100% 是因为其所有星座点都用来鉴相, 阈值为 0。

表 4 阈值判断正确率仿真结果

调制方式	正确率		
	$\frac{E_s}{N_0} = 8$ dB	$\frac{E_s}{N_0} = 9$ dB	$\frac{E_s}{N_0} = 10$ dB
16APSK 2/3	91.88%	94.10%	96.00%
16APSK 90/180	100%	100%	100%
32APSK 3/4	86.67%	89.22%	91.61%
32APSK 2/3	87.94%	90.46%	92.77%
32APSK 128/180	89.04%	91.44%	93.59%
64APSK 128/180	100%	100%	100%
64APSK 132/180	85.69%	88.03%	90.25%
64APSK 7/9	84.43%	86.40%	88.26%
128APSK 135/180	88.82%	89.88%	90.92%
256APSK 116/180	100%	100%	100%

由表 4 可知, 阈值判断正确率随符号信噪比  $\frac{E_s}{N_0}$  的提高而提高。  $\frac{E_s}{N_0} = 9$  dB 时, 所有调制方式的阈值判断正确率均超过 85%, 即绝大多数接收符号都能正确判断其在标准星座图上的位置。

### 1.3 仿真对比

用 DVB-S2X 标准物理帧进行 MATLAB 仿真, 测试二阶锁相环入锁门限 (实现输入频偏成功捕获和稳定跟踪的最低符号信噪比)。

输入锁相环的数据是根据 DVB-S2 标准推荐的算法与流程, 经符号同步、帧同步和初始频偏估计与补偿后的信号, 即按符号速率进入锁相环, 这也是 DVB 相关文献<sup>[2,8-10]</sup>大都以  $\frac{E_s}{N_0}$  作为门限指标的原因之一。经频偏补偿, 锁相环输入频偏降至  $1 \times 10^{-5}$  量级以内<sup>[18]</sup>。锁相环的鉴相器分别使用改进前后的算法, 环路滤波器采用常用的比例积分滤波器。

入锁门限测试参数和测试结果分别如表 5 和表 6 所示 (以下环路带宽和频偏均指相对于符号率的归一化值, 门限均指  $\frac{E_s}{N_0}$ )。

表 5 入锁门限测试参数

参数	值
符号速率/Gbaud	1
过采样倍数	2
峰值多普勒/kHz	300
多普勒变化率/(kHz·s <sup>-1</sup> )	10
时钟偏差/ppm	1
相位噪声功率谱/(dBc·Hz <sup>-1</sup> )	[-59,-77,-88,-94,-104]
相位噪声功率谱对应频偏/Hz	[1×10 <sup>2</sup> ,1×10 <sup>3</sup> ,1×10 <sup>4</sup> ,1×10 <sup>5</sup> ,1×10 <sup>6</sup> ]
锁相环输入频偏	1×10 <sup>-5</sup>

表 6 改进前后 M-APSK 入锁门限测试结果

调制方式	改进前		改进后	
	环路带宽	门限/dB	环路带宽	门限/dB
16APSK 2/3	3×10 <sup>-4</sup>	13.5	3×10 <sup>-4</sup>	<8.6
16APSK 90/180	3×10 <sup>-4</sup>	9.0	3×10 <sup>-4</sup>	<6.5
32APSK 3/4	4×10 <sup>-4</sup>	14.2	4×10 <sup>-4</sup>	<8.8
32APSK 2/3	4×10 <sup>-4</sup>	14.2	4×10 <sup>-4</sup>	<9.0
32APSK 128/180	4×10 <sup>-4</sup>	14.2	4×10 <sup>-4</sup>	<9.0
64APSK 128/180	5×10 <sup>-4</sup>	14.8	4×10 <sup>-4</sup>	<8.5
64APSK 132/180	5×10 <sup>-4</sup>	不稳定	4×10 <sup>-4</sup>	<9.2
64APSK 7/9	5×10 <sup>-4</sup>	18.0	4	<9.0
128APSK 135/180	6×10 <sup>-4</sup>	不稳定	4×10 <sup>-4</sup>	<6.0
256APSK116/180	8×10 <sup>-4</sup>	不稳定	4×10 <sup>-4</sup>	<10.0

可见，改进前，调制阶次和星座排布方式（鉴相星座点占比）是鉴相性能的主要影响因素。改进后，锁相环可以工作在更低的信噪比下，入锁速度快，频偏跟踪稳定性大大提高，且各调制方式都可以用较小的环路带宽以减小跟踪波动。

以 64APSK 7/9 为例，输入锁相环的归一化残余频偏分别为 1×10<sup>-6</sup>、1×10<sup>-5</sup>、1×10<sup>-4</sup> 时的频偏跟踪性能如图 7 所示。由图 7 可知，残余频偏增大时，锁相环入锁所需时间会随之增加，其跟踪波动也变大。因此，若要保证载波同步环节具有较好的入锁速度与跟踪精度，需要确保接收机频偏估计与补偿模块可靠工作。文献[9]对频偏估计的均方根误差仿真表明，信噪比水平是影响频偏估计平均精度的重要因素，提高接收信噪比可减小估计的均方根误差，并达到更好的频偏估计精度。

对 64APSK 7/9 在 1×10<sup>-5</sup> 的残余频偏下进一步仿真，其在  $\frac{E_s}{N_0}=9.0$  dB 时需约 14 万个符号才能

完成频偏捕获，但在  $\frac{E_s}{N_0}=15.0$  dB 时需约 8 万个符号即可收敛。可见，提高信噪比质量可以加快锁相环收敛速度。

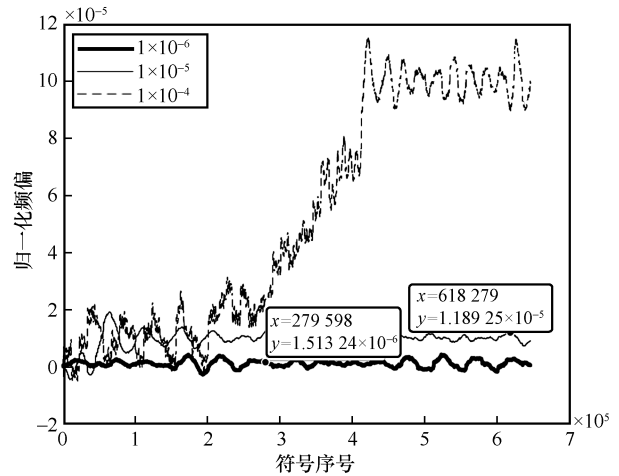


图 7 不同残余频偏下锁相环频偏跟踪性能

## 2 M-APSK 并行载波同步方法设计

DVB-S2/S2X 经过两级频偏估计与补偿后，相对于符号速率的归一化残余频偏可降至 1×10<sup>-5</sup> 量级。再利用导频块进行相位插值恢复，输入锁相环的归一化频偏基本在 1×10<sup>-6</sup> 量级以内。因此，相邻符号之间由残余频偏引起的相位变化非常小。对各鉴相器并行输出的相位误差取平均，可有效减弱相位抖动的影响。

并行设计实现时需考虑的因素如下。

1)  $N$  路并行相当于输入锁相环的频偏是原来的  $N$  倍，需适当增大环路带宽。

2) M-APSK 非最外环的符号所在支路鉴相器输出为 0，计算平均鉴相误差时，对非 0 相位差取平均值，其准确性与非 0 支路分布有关。

3) 最外环数据符号、非最外环数据符号、导频符号的鉴相算法不同，各支路都要确定输入的符号所属类别。VCM 体制下帧长逐帧可变，当帧长不能被并行路数整除时，需要确定导频出现在各支路的位置。

本文设计的并行载波同步结构如图 8 所示，主要模块的功能如下。

相位补偿。根据鉴相误差对并行输入的符号进行相位补偿，同时将补偿后的符号（用 out 表示）并行输出。

符号预处理。对相位补偿后的符号进行  $Q$  次方等处理得到 preOut, 其所需物理帧调制体制信息由帧同步过程提供并逐帧更新。

平均鉴相误差估计。此处分两步: 1) 利用所提鉴相算法完成各路相位误差提取, 不参加鉴相的符号相位误差置 0; 2) 根据当前符号位置对相应支路相位误差取平均。

环路滤波器。仍是比例积分滤波器, 其系数同样根据调制体制信息而逐帧变化 (不同调制体制可使用不同的环路带宽)。

数控振荡器。对滤波后的相位误差进行积分, 得到下一轮的预补偿相位  $\varepsilon$  (用  $n+1, n+9, \dots$  表示各轮基数, 每轮的预补偿相位用于 8 路补偿)。

8 路并行状态下, 环路更新频率就降为符号率的  $\frac{1}{8}$ , 符号速率高达 1Gbaud 时也能在 200 MHz 以内的时钟频率下工作。

以 8 路并行为例, 环路工作过程如下: 1) 将并行输入的接收符号送入相位补偿模块, 利用数控振荡器提供的相位误差进行相位补偿; 2) 送入符号预处理模块, 符号预处理模块根据当前帧的调制体制 (且区分帧头、数据和导频) 进行预处理 ( $Q$  次方变换); 3) 由各路鉴相器检测相位误差并取平均值, 得到平均鉴相误差  $\bar{e}$ ; 4) 将  $\bar{e}$  送入环路滤波器平滑

滤波; 5) 经数控振荡器得到相位误差纠正量  $\varepsilon$ , 对输入符号进行相位补偿。

下面对设计的并行载波同步方法进行仿真测试, 入锁门限测试参数与表 5 相同。

首先对帧结构进行介绍。DVB-S2/S2X 标准的基本物理帧结构如图 9 所示, 包括帧头、数据和导频三部分。帧头由 90 个符号组成, 调制方式为  $\frac{\pi}{2}$  BPSK, 主要包含当前帧数据符号的调制体制信息; 数据符号长度与所用的调制方式有关; 每 1 440 个数据符号之后插入一个长度为 36 个符号的导频, 导频符号固定为  $e^{j\frac{\pi}{4}}$ 。

由于 DVB-S2/S2X 标准物理帧既含有 APSK 数据符号, 也含有非 APSK 的帧头和导频符号, 因此并行测试时分 2 种情况, 一种是帧头和导频按照各自鉴相方式参加鉴相, 另一种是仅数据符号鉴相 (帧头和导频位置鉴相误差输出置 0)。以 16APSK 为例, 锁相环入锁的  $\frac{E_s}{N_0}$  门限测试结果如表 7 所示。

表 7 中, 帧头和导频参加鉴相时, 入锁门限可低至 9.0 dB。图 10 显示了其与串行结构在相同输入数据下的锁相环输出性能对比情况 (由于并行处理时每 8 个符号生成一个频偏估计值, 绘图时这 8 个符号使用相同的频偏估计值, 以与串行

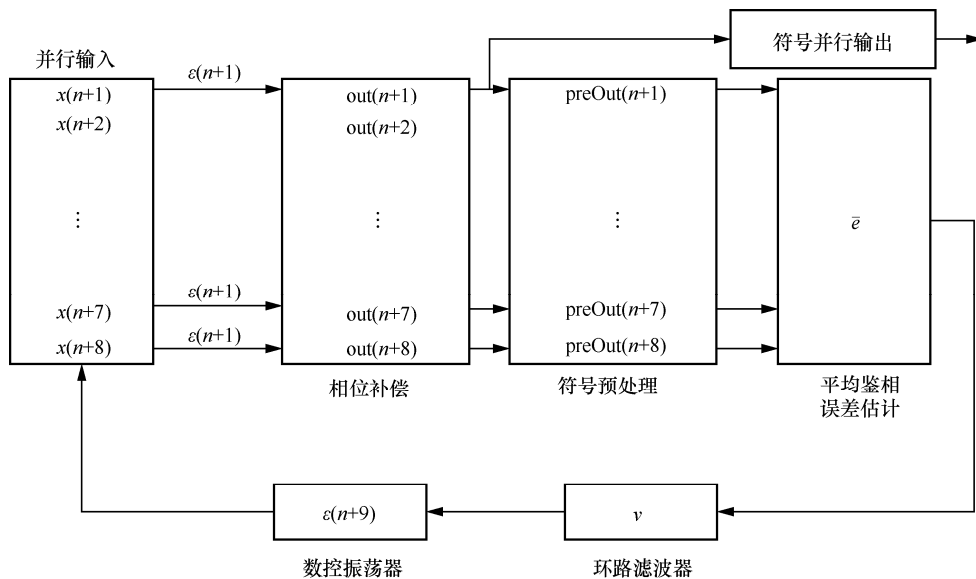


图 8 并行载波同步结构

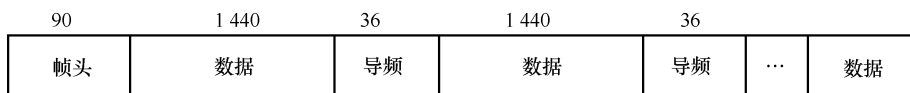


图 9 DVB-S2/S2X 标准的基本物理帧结构

结构下的符号序号保持一致)。图 10 中 2 种结构都能实现稳定跟踪，只不过并行结构入锁时间略长，在个别地方跟踪波动稍大。与串行结构相比，并行结构时钟更新频率降低为符号率的  $\frac{1}{8}$ ，可满足 1Gbaud 符号率的实时处理需求。因此，所设计的并行结构具有可行性。

表 7 16APSK 锁相环入锁的  $\frac{E_s}{N_0}$  门限测试结果

调制方式	结构	环路带宽	鉴相符号	门限/dB
16APSK 2/3	串行	$3 \times 10^{-4}$	帧头+数据+导频	8.6
16APSK 2/3	并行	$8 \times 3 \times 10^{-4}$	帧头+数据+导频	9.0
16APSK 2/3	并行	$8 \times 3 \times 10^{-4}$	数据	15.0

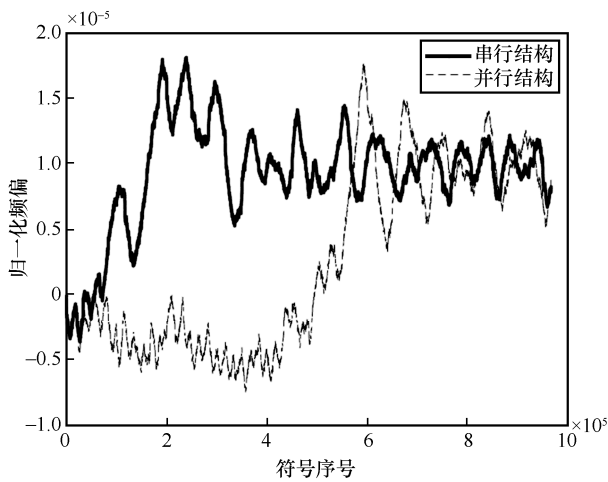


图 10  $\frac{E_s}{N_0} = 9.0$  dB 时串行和并行结构性能对比

表 7 中，仅数据符号鉴相时，入锁门限会抬高。这主要是因为帧头和各个导频期间环路长时间得不到更新，一方面加大了频偏捕获难度，另一方面增大了跟踪波动。

下面对表 7 的 2 种并行处理方式的性能进行对比，结果如图 11~图 13 所示。其频偏跟踪曲线与图 10 绘制方式相同，即每轮 8 个符号使用相同的频偏估计值，横坐标为“样点”以表示与图 10 串行结构输入的区别。为直观显示性能对比情况，测试时使用稍弱的相位噪声，其功率谱为  $[-73, -83, -93, -112, -128]$  dBc/Hz@ $[1 \times 10^2, 1 \times 10^3, 1 \times 10^4, 1 \times 10^5, 1 \times 10^6]$  Hz。图 11 和图 12 是环路带宽较大（8 倍环路带宽）时的对比，由于帧头和导频的调制方式与数据部分不同，鉴相时的符号预处理过程不同，因此鉴相误差存在差异，这导致图 11 中不同符号类型过渡期间的波动。

图 13 是环路带宽较小（2 倍环路带宽）时的对比，可见 2 种并行处理方式在适当减小环路带宽时均可减小小波动，但收敛速度变慢。图 13 还表明了帧头和导频参加鉴相时入锁速度更快、跟踪波动更小。

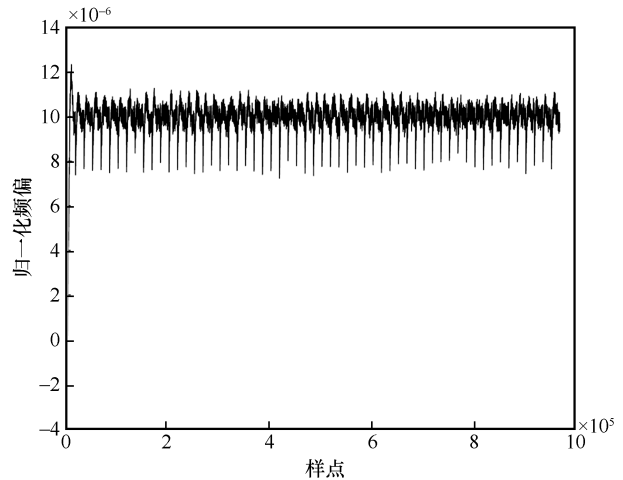


图 11 8 倍环路带宽（帧头和导频参加鉴相）

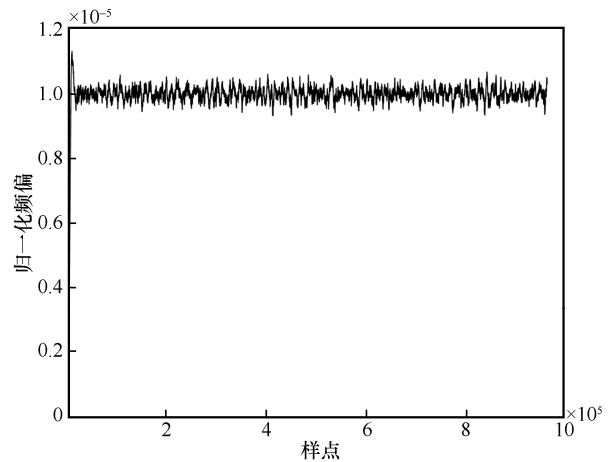


图 12 8 倍环路带宽（仅数据符号鉴相）

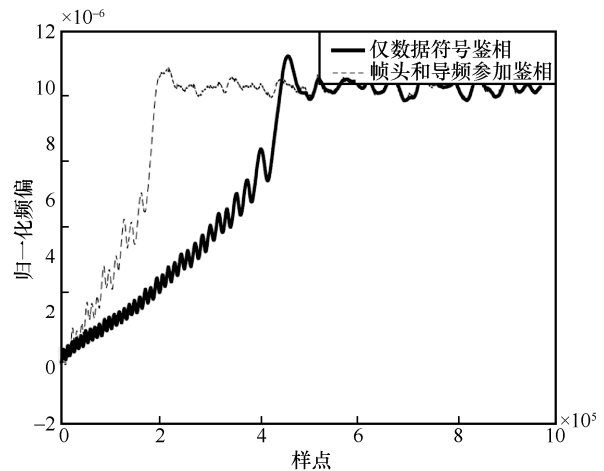


图 13 2 倍环路带宽

$$\frac{E_s}{N_0} = 15 \text{ dB}, 2 \text{ 倍环路带宽, 帧头和导频参加}$$

鉴相, 调制体制逐帧改变的 VCM 模式下的跟踪效果如图 14 所示。从图 14 可以看出, 在调制体制切换时无明显跟踪波动。又由于低阶调制入锁速度快且波动小, 可减小高阶调制期间的跟踪波动 (与图 13 对比)。这表明该环路可在 VCM 模式下可靠工作。

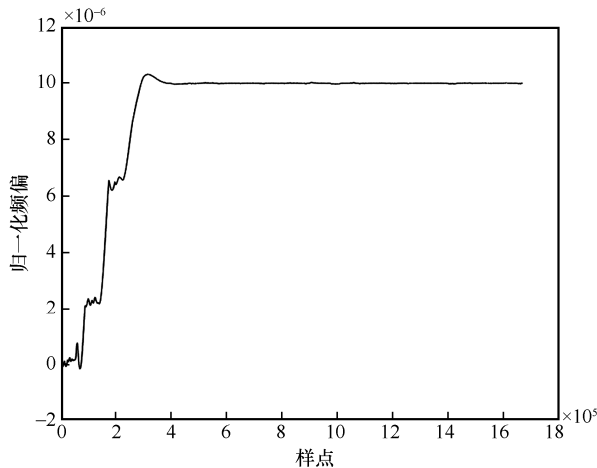


图 14 调制体制逐帧改变的 VCM 模式下的跟踪效果

### 3 结束语

本文将  $Q$  次方 NDA 算法应用于 M-APSK 高阶调制的鉴相, 并针对鉴相星座点占比较低时环路工作不稳定的问题提出了改进算法, 从而降低了入锁门限, 提高了环路工作稳定性, 并减小了幅值波动对鉴相输出的影响, 提高了跟踪精度。在此基础上, 针对高速数传等应用场景的符号速率非常高而处理器的工作时钟频率相对较低的问题提出了一种并行载波同步实现方法, 可以满足 M-APSK 高速接收机工作时钟处理需要, 且可用于 VCM 模式。

### 参考文献:

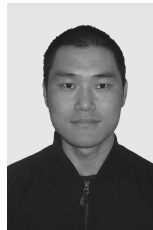
- [1] European Telecommunications Standards Institute. Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for broadcasting, interactive services, news gathering and other broadband satellite applications (DVB-S2): ETSI EN 302 307-1[S]. 2014.
- [2] European Telecommunications Standards Institute. Implementation guidelines for the second generation system for broadcasting, interactive services, news gathering and other broadband satellite applications (DVB-S2): ETSI TR 102 376-1[S]. 2015.
- [3] THOMAS C, WEIDNER M, DURRANI S. Digital amplitude-phase keying with M-ary alphabets[J]. IEEE Transactions on Communications, 1974, 22(2): 168-180.
- [4] 刘志新. APSK 星座优化设计及其调制解调研究[D]. 长沙: 国防科学技术大学, 2007.
- [5] LIU Z X. Optimal design of APSK constellation & study of its modulation and demodulation[D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2007.
- [6] 谢秋杨. 面向卫星通信高阶调制解调 16-APSK 算法实现研究[D]. 长沙: 湖南大学, 2012.
- [7] XIE Q Y. Realization research on high order modulation and demodulation algorithm of 16-APSK for satellite communication[D]. Changsha: Hunan University, 2012.
- [8] 梅凡. 卫星数传系统中 16APSK 调制解调技术研究[D]. 北京: 中国科学院国家空间科学中心, 2016.
- [9] MEI F. The research of modulation and demodulation of 16APSK in satellite data transmission system[D]. Beijing: National Space Science Center, Chinese Academy of Sciences, 2016.
- [10] European Telecommunications Standards Institute. Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for broadcasting, interactive services, news gathering and other broadband satellite applications (DVB-S2X): ETSI EN 302 307-2[S]. 2021.
- [11] European Telecommunications Standards Institute. Implementation guidelines for the second generation system for broadcasting, interactive services, news gathering and other broadband satellite applications (DVB-S2X): ETSI TR 102 376-2[S]. 2021.
- [12] GAUDENZI R D, GUILLEN I F A, MARTINEZ A. Performance analysis of turbo-coded APSK modulations over nonlinear satellite channels[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2006, 5(9): 2396-2407.
- [13] CASINI E, GAUDENZI R D, GINESI A. DVB-S2 modem algorithms design and performance over typical satellite channels[J]. International Journal of Satellite Communications and Networking, 2004, 22(3): 281-318.
- [14] 黄智杰. 卫星数字电视信道解调及信源解码的技术研究与芯片设计[D]. 杭州: 浙江大学, 2007.
- [15] HUANG Z J. Research and design of demodulator and decoder algorithm and SOC in digital satellite broadcasting[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2007.
- [16] 商贵超. 基于 DVB-S2 的双模式载波恢复技术研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2012.
- [17] SHANG G C. Research on dual mode carrier recovery technology based on DVB-S2[D]. Xi'an: Xidian University, 2012.
- [18] 徐烽, 邱乐德, 王宇. 16-APSK 信号 NDA 鉴相新算法[J]. 电讯技术,

- 2012, 52(10): 1614-1618.
- XU F, QIU L D, WANG Y. Novel non-data-aided phase detector algorithms for 16-APSK signals[J]. Telecommunication Engineering, 2012, 52(10): 1614-1618.
- [14] 徐烽, 邱乐德, 王宇. 基于精简星座鉴相的大频偏 16-APSK 信号载波同步[J]. 电子技术应用, 2012, 38(12): 87-89, 93.
- XU F, QIU L D, WANG Y. Carrier synchronization for 16-APSK signals based on reduced-constellation phase detection under large frequency offsets[J]. Application of Electronic Technique, 2012, 38(12): 87-89, 93.
- [15] 冯晓文, 李庆坤, 成亚勇. 基于相位旋转和帧头检测的 16APSK 相位模糊纠正算法[J]. 无线电工程, 2017, 47(7): 15-19.
- FENG X W, LI Q K, CHENG Y Y. An algorithm of phase ambiguity correction for 16APSK based on phase rotation and frame header detection[J]. Radio Engineering, 2017, 47(7): 15-19.
- [16] 刘策伦, 安建平, 王翠莲, 等. 联合符号同步的低复杂度频域并行解调结构[J]. 空间电子技术, 2013, 10(2): 17-20.
- LIU C L, AN J P, WANG C L, et al. A low complexity frequency-domain parallel demodulation structure combined with symbol synchronization[J]. Space Electronic Technology, 2013, 10(2): 17-20.
- [17] 陈晖, 易克初, 李文铎. 高速数字解调中的并行处理算法[J]. 电子科技大学学报, 2010, 39(3): 340-345.
- CHEN H, YI K C, LI W D. Parallel processing algorithms in high rate digital demodulation[J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2010, 39(3): 340-345.
- [18] SUN F W, JIANG Y M, LEE L N. Frame synchronization and pilot structure for second generation DVB via satellites[J]. International Journal of Satellite Communications and Networking, 2004, 22(3): 319-339.

## [作者简介]



郇浩 (1983- ), 男, 河南郑州人, 博士, 北京理工大学副教授、博士生导师, 主要研究方向为多维度信号与信息处理、空间电磁频谱感知、空天基特种通信等。



任科学 (1993- ), 男, 河南周口人, 北京理工大学硕士生, 主要研究方向为数字信号处理、信息安全与对抗等。